

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of:

Tetsuji YAMABANA, et al.

Application No.:

Group Art Unit:

Filed: April 14, 2004

Examiner:

For: TILT MIRROR CONTROLLING APPARATUS AND METHOD

**SUBMISSION OF CERTIFIED COPY OF PRIOR FOREIGN
APPLICATION IN ACCORDANCE
WITH THE REQUIREMENTS OF 37 C.F.R. § 1.55**

Commissioner for Patents
PO Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

In accordance with the provisions of 37 C.F.R. § 1.55, the applicant(s) submit(s) herewith a certified copy of the following foreign application:

Japanese Patent Application No(s). 2003-134527 filed May 13, 2004 and

Japanese Patent Application No(s). 2004-046744 filed February 23, 2004.

It is respectfully requested that the applicant(s) be given the benefit of the foreign filing date(s) as evidenced by the certified papers attached hereto, in accordance with the requirements of 35 U.S.C. § 119.

Respectfully submitted,

STAAS & HALSEY LLP

Date: April 14, 2004

By: 

Paul I. Kravetz
Registration No. 35,230

1201 New York Ave, N.W., Suite 700
Washington, D.C. 20005
Telephone: (202) 434-1500
Facsimile: (202) 434-1501

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2003年 5月13日
Date of Application:

出願番号 特願2003-134527
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP 2003-134527]

出願人 富士通株式会社
Applicant(s):

2003年12月 8日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井 康



出証番号 出証特2003-3101494

【書類名】 特許願

【整理番号】 0252485

【提出日】 平成15年 5月13日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G02B 25/08
B81B 7/02

【発明の名称】 ティルトミラーの制御装置及び制御方法

【請求項の数】 5

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

【氏名】 山端 徹次

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

【氏名】 森 和行

【特許出願人】

【識別番号】 000005223

【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

【識別番号】 100092978

【弁理士】

【氏名又は名称】 真田 有

【電話番号】 0422-21-4222

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 007696

【納付金額】 21,000円

【その他】 国等の委託研究の成果に係る特許出願（平成 1 4 年度通信・放送機構「光バーストスイッチングを用いたフォト

ニックネットワーク技術の研究開発」委託研究、産業活力再生特別措置法第 3 0 条の適用を受けるもの)

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9704824

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 ティルトミラーの制御装置及び制御方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 ティルトミラーの傾斜角を制御する制御装置であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、

該制御信号生成部により生成された制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するディジタルフィルタと、

該ディジタルフィルタにより該共振周波数成分を除去した該制御信号について平方根演算をディジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償する平方根演算部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

【請求項 2】 該制御信号生成部が、

該パラメータとして該目標傾斜角と該ティルトミラーの駆動特性情報とを入力するパラメータ入力部と、

該パラメータ入力部により入力された該目標傾斜角と該駆動特性情報とに基づいて該制御信号を演算により求める演算部とをそなえて構成されたことを特徴とする、請求項 1 記載のティルトミラーの制御装置。

【請求項 3】 ティルトミラーの傾斜角を制御する制御方法であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、

該制御信号から該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分をディジタルフィルタにより除去した後、

該制御信号について平方根演算をディジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償することを特徴とする、ティルトミラーの制御方法。

【請求項 4】 静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御装置であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成する制御信号生成

部と、

該制御信号生成部により得られた該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成する非線形性補償演算部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

【請求項 5】 静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御方法であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、

該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成することを特徴とする、ティルトミラーの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、高速・大容量のWDMシステムにおける光クロスコネクト装置や、光アド／ドロップ装置、光ルータ装置等に用いられるティルトミラーの制御装置及び制御方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

図9は従来の光ティルトミラーとしての静電駆動型ティルトミラーの構成を示す模式的斜視図で、この図9に示す静電駆動型ティルトミラーは、トーションバー101を軸心に回動可能なティルトミラー102と、このティルトミラー102の下部に配置された電極（下部電極）103, 104とをそなえて構成され、下部電極103, 104の印加電圧を可変してティルトミラー102に与えられる静電引力を可変することにより、ティルトミラー102の傾斜角を可変できるようになっている。なお、この静電駆動型ティルトミラーは、MEMS（Micro Electro Mechanical Systems）技術により微小構造で実現される。

【0003】

光ミラースイッチは、このような静電駆動型ティルトミラーを入力光ファイバ及び出力光ファイバの本数に応じた数だけアレイ状に配列し、任意の入力光ファイバと出力光ファイバとの間の光路をティルトミラー 1 0 2 の傾斜角を可変することにより変更できるように構成される。

ところで、上記のような静電駆動型ティルトミラーの制御においては、静電容量の非線形性が問題となる。静電引力は、静電エネルギーを回転角で偏微分した値に比例しており、そのトルクは次式 (1) で与えられる。

【0 0 0 4】

【数 1】

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{1}{2} C V^2 \right) = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial \theta} V^2 \quad \dots (1)$$

【0 0 0 5】

静電容量の非線形性は、電極構造の改良・動作範囲の限定などにより抑圧できるが、電圧自乗項の大きな非線形性は制御を困難にしていた。そのため、従来はフィードバック制御を行ったり、電圧に対し演算増幅器とダイオード等を組み合わせた平方根演算装置を用いたりするなどの方法で、制御の高速化が行なわれている。

【0 0 0 6】

平方根演算装置としては、例えば図 1 0 に示すような下記特許文献 1 に記載された構成がある。この図 1 0 に示す平方根演算装置は、非線形特性をもつ静電形アクチュエータ（下記特許文献 1 の第 1 図及び第 2 図参照）をフィードバック制御する制御装置に適用されるもので、ダイオード D₁、抵抗 R₁ 及びオペアンプ 1 0 0 a をそなえて成る対数演算回路 1 0 0 と、オペアンプ 1 1 0 a をそなえて成る 1/2 倍回路 1 1 0 と、ダイオード D₂、抵抗 R₂ 及びオペアンプ 1 2 0 a をそなえて成る指数回路 1 2 0 とをそなえて構成されており、ダイオード D₁、D₂ の電流電圧特性が指数関数的であることを利用して、 $y = \exp(0.5 \times \ln(x)) = \sqrt{x}$ となる演算を行なうようになっている。

【0 0 0 7】

また、下記特許文献 2 には、静電形の加速度センサのセンサ部（可動部）の位

置を静電引力により零位置にフィードバック制御する技術が開示されており、フィードバック制御における非線形性の回避・低減を目的としている。具体的には、上記可動部とそれを挟む各電極との間の静電容量の差に応じて得られる差分信号を基に前記電極による静電引力をマイクロプロセッサによりフィードバック制御し、このマイクロプロセッサにおいて上記差分信号のデジタルフィルタリング（ノイズ除去及び周波数帯域制限）、増幅及び平方根演算を行なうことが記載されている。

【0008】

【特許文献1】

特開平2-241380号公報（第2頁右上欄第19行～第3頁右上欄第4行，第5図）

【特許文献2】

米国特許第5,277,053号明細書（第4欄第10行～第45行，図1）

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上述した従来技術では、次のような課題がある。即ち、まず、上記特許文献1,2のいずれもフィードバックによる制御を行なっているが、制御対象がMEMSによるティルトミラー（以下、MEMSミラーという）の場合、微小構造のためミラー角度検出器を組み込むことが困難である。特に、光ミラースイッチを構成する場合には、多数のMEMSミラーが必要になるので、MEMSミラーごとに角度検出器を必要とするのは、実用的にもコスト的にも不利である。また、たとえフィードバック制御を適用できて、自然減衰よりも目標角度への収束が早くても、電圧の理想特性からのズレが大きいと目標角度への収束時間は長くなる。

【0010】

さらに、上記特許文献1の平方根演算装置を適用する場合、ダイオードの電流電圧特性は次式（2）により表され、厳密には指数関数ではない。

【0011】

【数 2】

$$I = I_a \left\{ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right\} \quad \cdots (2)$$

【0012】

特に、電圧 0 V（ボルト）付近ではずれが生じるため、オフセットを調整するなどの補正を施す必要がある。また、ダイオードの電流電圧特性は温度の影響を受けやすい上、個々の部品のばらつきを考慮に入れると、複数の制御対象について個々に調整が必要となる。

また、平方根演算を適用した場合でも、静電容量のミラー回転角に対する非線形性（静電容量 C をミラー回転角 θ で偏微分（角度微分）した値の角度依存性）の影響は補償できず、ミラーの残留振動を抑制する効果が十分とはいえない。

【0013】

本発明は、以上のような課題に鑑み創案されたもので、ティルトミラーの傾斜角制御を、静電容量のミラー回転角に対する非線形性を補償しながら高速且つ高安定に行なえるようにすることを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】

上記の目的を達成するために、本発明のティルトミラーの制御装置（請求項 1）は、次のものをそなえたことを特徴としている。

(1) ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部

(2) 該制御信号生成部により生成された制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するデジタルフィルタ

(3) 該デジタルフィルタにより該共振周波数成分を除去した該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償する平方根演算部

ここで、上記の制御信号生成部は、該パラメータとして該目標傾斜角と該ティルトミラーの駆動特性情報とを入力するパラメータ入力部と、このパラメータ入

力部により入力された該目標傾斜角と該駆動特性情報とに基づいて該制御信号を演算により求める演算部とをそなえて構成してもよい（請求項2）。

【0015】

また、本発明のティルトミラーの制御方法（請求項3）は、ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、その制御信号から該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分をデジタルフィルタにより除去した後、該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償することを特徴としている。

【0016】

さらに、本発明のティルトミラーの制御装置（請求項4）は、静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御するものであって、該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、該制御信号生成部により得られた該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成する非線形性補償演算部とをそなえたことを特徴としている。

【0017】

また、本発明のティルトミラーの制御方法（請求項5）は、静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する方法であって、該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成することを特徴としている。

【0018】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。

〔A〕第1実施形態の説明

図1は本発明の第1実施形態としてのティルトミラーの制御装置の構成を示す

ブロック図で、この図 1 に示す制御装置は、例えば図 9 により前述したティルトミラー 102 の傾斜角を制御するもので、本実施形態では、角度入力部 1、ミラー駆動特性メモリ 2、電圧演算部 3、デジタルフィルタ 4、平方根演算部 5、デジタル／アナログ変換器（DAC: Digital to Analog Converter）6 及びスイッチ 7 をそなえて構成されている。なお、103 及び 104 はそれぞれティルトミラー 102 の回転軸（トーションバー）101（図 9 参照）の下部に対称に配置された電極（プラス側電極及びマイナス側電極）を示す。

【0019】

ここで、角度入力部 1 は、ティルトミラー 102 の目標傾斜角をパラメータとして入力するものであり、ミラー駆動特性メモリ 2 は、ティルトミラー 102 の機械的な特性〔駆動特性（例えば、後述する回転能率 α 等）〕に関する情報（以下、駆動特性情報という）を制御パラメータとして制御対象のティルトミラー 102 ごとに予め保持しておくもので、この駆動特性情報に基づいて個々のティルトミラー 102 の目標傾斜角に対して必要な制御電圧値の補正が電圧演算部 3 において行なわれるようになっている。なお、目標傾斜角に対する補正後の制御電圧値を予めミラー駆動特性メモリ 2 に格納しておくこともできる。

【0020】

また、電圧演算部 3 は、角度入力部 1 から入力されたパラメータ（目標傾斜角）と、ミラー駆動特性メモリ 2 から読み出されるパラメータ（駆動特性情報）とに基づいて、上記下部電極 103、104 に印加すべき駆動電圧（パルス電圧）を制御信号として生成するものである。

つまり、これらの角度入力部 1、ミラー駆動特性メモリ 2 及び電圧演算部 3 は、ティルトミラー 102 の目標傾斜角を決定するパラメータに基づいてティルトミラー 102 の傾斜角を目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部としての機能を果たし、角度入力部 1 及びミラー駆動特性メモリ 2 は、上記パラメータとして目標傾斜角とティルトミラー 102 の駆動特性情報とを入力するパラメータ入力部としての機能を果たすのである。

【0021】

さらに、デジタルフィルタ 4 は、上記電圧演算部 3 により得られた制御電圧

値に現われるティルトミラー 1 0 2 の角度応答の共振周波数成分を除去するためのものである。なお、そのフィルタ特性については後述する。また、平方根演算部 5 は、デジタルフィルタ 4 の出力について平方根演算をデジタルにより施して上記駆動電圧の非線形性を補償するものである。

【 0 0 2 2 】

D A C 6 は、この平方根演算部 5 の出力（デジタル値）をアナログ値に変換するものであり、スイッチ 7 は、上記駆動電圧のアナログ値の正負によっていずれかの電極 1 0 3 又は 1 0 4 に選択的に駆動電圧値を与えるための切り替えスイッチで、例えば、駆動電圧が正の場合には電極 1 0 3、負の場合には電極 1 0 4 が選択される。

【 0 0 2 3 】

以下、上述のごとく構成された本実施形態の制御装置の動作について詳述する。

まず、ティルトミラー 1 0 2（以下、単に「ミラー 1 0 2」と略記することがある）の動作をシミュレートするために、ミラー 1 0 2 の動作モデルを決定する。即ち、回転体の運動方程式は、次式 (A-1) のように表される。

【 0 0 2 4 】

【数 3】

$$I \frac{d^2\theta}{dt^2} + c \frac{d\theta}{dt} + k\theta = N(t) \quad \cdots(A-1)$$

【 0 0 2 5 】

ここで、 θ はミラー傾斜角(rad)、 I は慣性モーメント($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)、 c は減衰係数($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{sec}/\text{rad}$)、 k はばね定数($\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}$)、 $N(t)$ はミラーに印加される外部印加トルク($\text{N} \cdot \text{m}$)をそれぞれ表す。

そして、プラス側電極 1 0 3 とマイナス側電極 1 0 4 を図 2 に示すように定義する。なお、ミラー 1 0 2 は紙面水平方向にもう 1 つ回転軸をもつが、互いに独立であるものとして、以下では片方の軸のみ扱う。

【 0 0 2 6 】

各電極 1 0 3、1 0 4 とミラー 1 0 2 との間の静電容量を C_+ 、 C_- と表し、各電

極 103, 104 に印加される駆動電圧を V_+ , V_- と表すとする。このとき、ミラー 102 に印加される静電トルク N_s は、全静電エネルギーをミラー角度で偏微分した値、即ち、次式(A-2)により表される。

【0027】

【数4】

$$N_s = \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{1}{2} C_+ V_+^2 + \frac{1}{2} C_- V_-^2 \right) \quad \cdots (A-2)$$

【0028】

ここで、ミラー 102 は軸を中心に対称なため、各静電容量の間には、次式(A-3)に示す関係が成立する ($=C(\theta)$ とする)。

【0029】

【数5】

$$C_+(\theta) = C_-(-\theta) \quad \cdots (A-3)$$

【0030】

また、所望のトルクを得るためにはどちらか一方の電極 103 又は 104 に駆動電圧を印加すればよいため、以下の式(A-4), 式(A-5)で表される媒介電圧 V_d を定義し、制御変数を 1 つ削減する (以降、単に駆動電圧という場合は V_d を指すものとする)。

【0031】

【数6】

$$V_+ = \begin{cases} V_d & (V_d \geq 0) \\ 0 & (V_d < 0) \end{cases} \quad \cdots (A-4)$$

$$V_- = \begin{cases} 0 & (V_d \geq 0) \\ -V_d & (V_d < 0) \end{cases} \quad \cdots (A-5)$$

【0032】

したがって、上記の式(A-2)は次式(A-6)に示すように表現できる。

【0033】

【数 7】

$$\begin{aligned}
 N_s &= \frac{1}{2} \frac{\partial C(\theta)}{\partial \theta} V_+^2 - \frac{1}{2} \frac{\partial C(-\theta)}{\partial \theta} V_-^2 \quad \cdots (A-6) \\
 &= \frac{1}{2} \frac{\partial C(\theta \cdot \text{sign}(V_d))}{\partial \theta} V_d^2 \cdot \text{sign}(V_d)
 \end{aligned}$$

【0 0 3 4】

ここに、sign関数は符号関数であり、次式(A-7)で定義される。

【0 0 3 5】

【数 8】

$$\text{sign}(V) = \begin{cases} \frac{V}{|V|} & V \neq 0 \\ 0 & V = 0 \end{cases} \quad \cdots (A-7)$$

【0 0 3 6】

特に、静電容量が傾斜角に対し線形、即ち、

【0 0 3 7】

【数 9】

$$C(\theta) \approx a\theta + b$$

【0 0 3 8】

となる領域では、静電トルクNsを次式(A-8)のように簡略化できる。

【0 0 3 9】

【数 1 0】

$$N_s = \frac{1}{2} a V_d^2 \cdot \text{sign}(V_d) = \frac{1}{2} a V_d |V_d| \quad \cdots (A-8)$$

【0 0 4 0】

最終的に、ミラーの運動方程式は次式(A-9)のようになる。

【0 0 4 1】

【数 1 1】

$$I \frac{d^2 \theta}{dt^2} + c \frac{d\theta}{dt} + k\theta = \frac{1}{2} a V_d |V_d| \quad \cdots (A-9)$$

【0042】

さて、ここで、ティルトミラー102のねじれバネ定数を k とし、回転能率 α を次式(A-10)のように定義する(この α が前記のミラー駆動特性メモリ2にミラー102ごとに格納される)。

【0043】

【数12】

$$\alpha = \frac{1}{k} \times \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial \theta} \quad \cdots (A-10)$$

【0044】

MEMSミラーの場合、動作範囲(傾斜角範囲)は狭いため、静電容量は角度に対しほぼ線形、即ち、上記式(A-10)における α は定数とみなせることが多い。

この時、安定時における傾斜角 α は次式(A-11)で表される。

【0045】

【数13】

$$\theta = \alpha V^2 \quad \cdots (A-11)$$

【0046】

次に、具体的な動作を説明する。傾斜角を θ_0 から θ_1 に切り替えるとき、電圧演算部3の出力 $V_{step}(t)$ は次式(A-12)で表される。

【0047】

【数14】

$$V_{step}(t) = \frac{1}{V_r} \times \frac{1}{\alpha} \{ \theta_0 + (\theta_1 - \theta_0) \times step(t) \} \quad \cdots (A-12)$$

【0048】

ここに、 $step(t)$ は単位ステップ関数であり、 V_r は電圧の次元をもつ任意の定数であるものとする。今、デジタルフィルタ4の特性が $T(s)$ で表されるとき、フィルタ通過後の出力電圧 $V_f(t)$ は、次式(A-13)で表される。

【0049】

【数 1 5】

$$V_f(t) = \frac{1}{V_r} \times \frac{1}{\alpha} \left\{ \theta_0 + (\theta_1 - \theta_0) \times L^{-1} \left(\frac{T(s)}{s} \right) \right\} \quad \cdots (A-13)$$

【0 0 5 0】

なお、この式 (A-13) において、 L^{-1} はラプラス逆変換を表す。

平方根演算部 5 では、デジタルフィルタ 4 からの入力電圧 $V_f(t)$ に対し、次式 (A-14) で表される電圧 $V_{sr}(t)$ を出力する。

【0 0 5 1】

【数 1 6】

$$V_{sr}(t) = \sqrt{V_r \cdot V_f(t)} \quad \cdots (A-14)$$

【0 0 5 2】

このとき、ミラー 1 0 2 に印加されるトルク $N(t)$ は、

【0 0 5 3】

【数 1 7】

$$N(t) = \frac{1}{\alpha} \left\{ \theta_0 + (\theta_1 - \theta_0) \times L^{-1} \left(\frac{T(s)}{s} \right) \right\} \quad \cdots (A-15)$$

【0 0 5 4】

となる。この式 (A-15) において、 $L^{-1}(T(s)/s)$ の係数は定数であるため、 $L(N(t)) \propto T(s)/s$ となる。ミラー 1 0 2 のトルクに対する応答特性を $F(s)$ とした時、 $F(s) \propto 1/T(s)$ となるようにデジタルフィルタ 4 の周波数特性を設計すれば、ミラー角度応答はステップ状の変化を期待できる。

そこで、次に、デジタルフィルタ 4 の周波数特性 $T(s)$ を求める。前記の式 (A-1) に示した運動方程式をラプラス変換すると、次式 (A-16) のようになる。

【0 0 5 5】

【数 1 8】

$$Is^2\theta(s) + cs\theta(s) + k\theta(s) = N(s) \quad \cdots (A-16)$$

【0056】

つまり、静電トルクのミラー回転角に対する伝達関数は、次式 (B-1) で表される (この伝達関数を規格化したものを $G(s)$ とする)。

【0057】

【数19】

$$\frac{\theta(s)}{N(s)} = \frac{1}{Is^2 + cs + k} = \frac{1}{I} \cdot \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad \dots (B-1)$$

$$\left(\omega = \sqrt{\frac{k}{I}}, \zeta = \frac{c}{2\sqrt{Ik}} \right)$$

【0058】

角度応答をステップ ($\propto 1/s$) に近づけるためには、トルク $N(s)$ がほぼ反対の特性、即ち、次式 (B-2) で表される特性をもつようにすればよい。

【0059】

【数20】

$$N(s) = (s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2)/s \quad \dots (B-2)$$

【0060】

つまり、フィルタを用いてトルクの特性を理想的なものに近づけてやればよい。したがって、

【0061】

【数21】

$$s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2$$

【0062】

に最も近い特性をもつパッシブフィルタは、

【0063】

【数 2 2】

$$\frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}$$

【0064】

なる特性 ($=T(s)$) をもつノッチフィルタ (Band Elimination Filter: BEF) である (ただし、実際にはフィルタ 4 はデジタルフィルタのため、この伝達関数に双一次 Z 変換を施したものをを用いる)。

ここで、BEF およびミラー 102 の利得周波数特性を図示すると、図 4 に示すようになる。なお、設定したパラメータは、 $\omega = 2\pi \times 1000$ (rad/s)、 $\zeta = 0.01$ 、 $Q = 0.3$ である (図 4 において、実線がミラーの利得周波数特性、点線が BEF の周波数特性をそれぞれ表す)。ただし、ミラー 102 の利得は $s = 0$ において 1 になるよう規格化してある。

【0065】

以上により、本制御装置では、まず、角度入力部 1 により目標傾斜角が電圧演算部 3 に与えられ、電圧演算部 3 は、ミラー駆動特性メモリ 2 にアクセスして、駆動特性情報 (回転能率 α) を読み込む。このとき、電圧演算部 3 の出力は、前記の式 (A-12) で表される電圧となる。

そして、この電圧 (演算結果) は、デジタルフィルタ 4 においてミラー 102 の共振周波数が除去されたのち、平方根演算部 5 に入力されて平方根演算がデジタルにより施され、その演算結果が DAC 6 にてアナログ電圧に変換されて、スイッチ 7 経由で電極 103 又は 104 に印加される。このとき印加されるトルクはミラーの共振周波数成分を抑圧した波形となり、ティルトミラー 102 は 2 つの電極 103、104 を用いた場合についても速やかに目標傾斜角に傾斜する。

【0066】

なお、駆動電圧を平方根演算なしで単にカットオフ周波数 f の低域通過フィルタ (LPF: Low Pass Filter) によりフィルタリングして、図 3 に実線 8 で示すような電圧 V_d を電極 103 又は 104 に印加した場合、ミラー 102 に加わる

トルクは点線 9, 12 又は 11 に示すように歪むため、ミラー 102 の共振ゲインを打ち消しきれないなどの問題が生ずる。

【0067】

ただし、この図 3 では、駆動電圧、トルクは初期値と最終値がそれぞれ 0 と 1 になるように規格化してあり、点線 9 で示す規格化トルクは、電圧変化幅を ΔV としたとき、駆動電圧を $0 \rightarrow \Delta V$ と変化させた場合、点線 12 で示す規格化トルクは、駆動電圧を $-\Delta V/2 \rightarrow +\Delta V/2$ と変化させた場合、点線 11 で示す規格化トルクは、駆動電圧を $\Delta V \rightarrow 0$ と変化させた場合の波形をそれぞれ示している。

【0068】

以上のように、本実施形態によれば、ミラー 102 の角度応答の共振周波数成分を取り除いた電圧波形に、デジタル的に平方根演算処理を加えることで、ミラー回転角の制御電圧（フィードフォワード制御）に対する非線形性を補償するので、高速で安定したミラー制御が可能である。しかも、この場合、フィルタ 4 及び平方根演算部 5 をデジタル化しているので、目標傾斜角、ミラー 102 の駆動特性情報等の各種パラメータの制御が容易であり、小型化・安定制御が可能である。

【0069】

このような制御方法を適用するのは、特に、MEMS ミラーのように微小構造のミラーを多数制御対象とする場合には、前述したようにフィードバック制御を適用するのが困難なので、非常に有利となる。

〔B〕第 2 実施形態の説明

本実施形態では、第 1 実施形態よりもさらにミラー制御の高速化及び安定化を図ることを目標とする。即ち、上述した実施形態によるミラー制御でも、静電容量のミラー回転角（傾斜角）に対する非線形性〔前記の式（1）の右辺における下記式（C-1）の角度依存性〕の影響を十分に補償できず、残留振動を抑制する効果が十分とはいえない。

【0070】

【数 23】

$$\partial C / \partial \theta \quad \cdots (C-1)$$

【0071】

これは、第1実施形態（又は従来技術）では、式（A-10）で表される α を定数とみなしていたため、例えば図5に示すように、ミラー回転角に対するミラー静電容量の角度微分値に、理想特性とのズレ（点線13及び実線14参照）が生じるためである。そこで、本実施形態では、かかるズレをできるだけ少なくして、より理想特性（実線14参照）に近いモデルでミラー制御を行なえるようにする。なお、この図5において実線14で示す特性は、例えば図8に模式的に示すように、ミラー電極103、104の構造が櫛歯電極構造の場合の一例を示している。

【0072】

そのため、本実施形態のティルトミラーの制御装置は、その要部に着目すると、例えば図6に示すように、角度入力部1と、電圧演算部3及びデジタルフィルタ4をそなえて成る制御電圧演算部（制御信号生成部）10と、非線形性補償演算テーブル5A、ゲイン調整部5B及び駆動電圧利得メモリ5Cをそなえて成る駆動電圧演算部（非線形性補償演算部）20と、デジタル／アナログ変換器（DAC: Digital to Analog Converter）6、スイッチ7及び（櫛歯構造の）電極（以下、ミラー電極ともいう）103、104をそなえて成る駆動電圧印加部（ドライバ）30とをそなえて構成されている。

【0073】

つまり、この図6に示す制御装置は、図1に示す制御装置に比して、平方根演算部5に代えて、駆動電圧演算部20として非線形性補償演算テーブル5A、ゲイン調整部5B及び駆動電圧利得メモリ5Cをそなえた点が主に異なる。

なお、角度入力部1、制御電圧演算部10における電圧演算部3、デジタルフィルタ4、駆動電圧印加部30におけるDAC6、スイッチ7及びミラー電極103、104は、それぞれ、第1実施形態と同一もしくは同様のものである。

【0074】

そして、駆動電圧演算部 20 において、非線形性補償演算テーブル 5A は、入力に対する出力の値を予め記憶し、実際の入力に対しその記憶した値を出力する演算を行なうものである。ここで、ミラー 102 は接地されているとし、ミラー電極間電位差と電極電圧は同義であるものとする。また、ティルトミラーのねじれバネ定数を k とし、回転能率 $\alpha(\theta)$ を本実施形態においても、次式 (C-2) により定義する。

【0075】

【数 24】

$$\alpha = \frac{1}{k} \times \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial \theta} \quad \cdots (C-2)$$

【0076】

このとき、ある傾斜角 θ を得るために必要な駆動電圧は、次式 (C-3) で表される。

【0077】

【数 25】

$$V_d = \sqrt{\frac{\theta}{\alpha(\theta)}} \quad \cdots (C-3)$$

【0078】

ここで、 θ の最大値を θ_{\max} とする。制御電圧 V_c が $0 \sim V_{c \max}$ まで変化する場合、次式 (C-4) で表される電圧近似演算により駆動電圧 V_d を変化させれば、静電容量のミラー傾斜角に対する非線形性が補償され、制御電圧 V_c とミラー傾斜角（駆動電圧 V_d ）の関係はほぼ線形となる。

【0079】

【数 26】

$$V_d = \sqrt{\frac{\theta_{\max}}{V_{c \max}} V_c / \alpha\left(\frac{\theta_{\max}}{V_{c \max}} V_c\right)} \quad \cdots (C-4)$$

【0080】

したがって、非線形性補償演算テーブル 5A は、この式 (C-4) で表される駆

動電圧 V_d の値がデジタルフィルタ 4 からの入力（制御電圧 V_c ）に対する出力として記憶する。なお、図 7 に、非線形性補償演算テーブル 5 A の入出力特性（テーブル演算グラフ）の一例を示す。

また、ゲイン調整部 5 B は、上記非線形補償演算テーブル 5 A の出力のゲインを駆動電圧利得メモリ 5 C の出力によって調整するものである。ここで、テイルトミラーにおいては、一般的に静電容量を基にバネ定数 k を制御するのが難しく、回転能率誤差の主要因となる。静電容量誤差がバネ定数誤差に比べて無視できるとき、基準となるバネ定数を定め、バネ定数を下記の式（C-5）と表した場合、駆動電圧 V_d は、下記の式（C-6）で表される。

【0081】

【数 2 7】

$$k/\varepsilon^2 \quad (\varepsilon > 0) \quad \dots \quad (C-5)$$

【0082】

【数 2 8】

$$V_d = \varepsilon \sqrt{\frac{\theta}{\alpha(\theta)}} \quad \dots \quad (C-6)$$

【0083】

つまり、非線形補償演算テーブル 5 A が 1 つ定まれば、同一構造の複数ミラーに対し、ゲイン調整部 5 B によりゲインを調整することでほぼ同一の効果を得ることができるのである。

このため、駆動電圧メモリ 5 C には、予め、ミラー角度測定手段（図示省略）により、同一構造のミラー 102 に対する上記式（C-6）における ε （駆動電圧利得）をミラー 102 毎に測定・記憶しておく。これにより、複数ミラー 102 に対する制御を共通化することができ、非線形性補償演算テーブル 5 A に必要なメモリ容量を削減して、回路規模の小型化を図ることができる。

【0084】

なお、上記のミラー角度測定手段には、例えば、入力光ファイバからミラー 1

02を介して出力光ファイバに入力（結合）される光量を測定することによりミラー102で偏向した光の角度を測定するような機構が適用できる。このような測定機構をそなえれば、その測定結果に応じて駆動電圧メモリ5Cの記憶内容（駆動電圧利得 ϵ ）を修正することが可能となる。

【0085】

以下、上述のごとく構成された本実施形態の制御装置の動作について説明する。

まず、予め上述したミラー角度測定手段により駆動電圧利得 ϵ をミラー102別に求めて駆動電圧利得メモリ5Cに格納しておく。そして、実際に角度制御を行なう場合は、角度入力部1によりミラー102の目標傾斜角を電圧演算部3に与える。電圧演算部3は、入力された目標傾斜角に応じた制御電圧値を生成する〔例えば、前記の式(A-12)参照〕。

【0086】

この電圧演算部3の出力はデジタルフィルタ4に入力され、デジタルフィルタ4は、第1実施形態と同様に、入力された制御電圧波形からミラー102の共振周波数成分を抑圧した結果を非線形性補償演算テーブル5Aへ出力する。非線形性補償演算テーブル5Aは、デジタルフィルタ4から入力された制御電圧 V_c に対応する記憶内容（駆動電圧 V_d ）を出力する〔式(C-4)参照〕。

【0087】

この駆動電圧 V_d は、ゲイン調整部5Bにて駆動電圧利得メモリ5Cからの駆動電圧利得 ϵ が乗算されることによりそのゲインが調整されたのち、DAC6に入力され、DAC6にてステップ状の電圧波形からアナログ電圧波形に変換されて、スイッチ7経由で電極103又は104に印加される。

以上により、ミラー102に印加されるトルクは制御電圧 V_c と比例した形となり、ミラー102は2つの電極103, 104を用いた場合についても速やかに目標傾斜角に傾斜する。このように、本実施形態では、静電引力で傾斜角が制御されるミラー102について、当該ミラー102の共振周波数成分を除去した電圧波形に、さらに、静電容量のミラー傾斜角に対する非線形性を補償するテーブル演算処理（電圧近似演算）を施すことで、擬似的にミラー102の線形制御が

可能となり、ミラー 1 0 2 の残留振動を十分に抑制した、小規模で高速且つ安定な角度応答を実現するミラー制御が可能である。

【0 0 8 8】

なお、本発明は、上述した各実施形態に限定されず、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施できることはいうまでもない。

〔C〕 付記

(付記 1) ティルトミラーの傾斜角を制御する制御装置であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、

該制御信号生成部により生成された制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するデジタルフィルタと、

該デジタルフィルタにより該共振周波数成分を除去した該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償する平方根演算部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

【0 0 8 9】

(付記 2) 該制御信号生成部が、

該パラメータとして該目標傾斜角と該ティルトミラーの駆動特性情報とを入力するパラメータ入力部と、

該パラメータ入力部により入力された該目標傾斜角と該駆動特性情報とに基づいて該制御信号を演算により求める演算部とをそなえて構成されたことを特徴とする、付記 1 記載のティルトミラーの制御装置。

【0 0 9 0】

(付記 3) 該ティルトミラーについて複数の電極が配置されるとともに、

該制御信号の値によって当該制御信号を与える電極を切り替える切り替えスイッチが設けられたことを特徴とする、付記 1 又は 2 に記載のティルトミラーの制御装置。

(付記 4) 該ティルトミラーが、MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) によるミラーであることを特徴とする、付記 1 ～ 3 のいずれか 1 項に記載

のティルトミラーの制御装置。

【0091】

(付記5) ティルトミラーの傾斜角を制御する制御方法であって、
該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、
該制御信号から該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分をデジタルフィルタにより除去した後、
該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償することを特徴とする、ティルトミラーの制御方法。

【0092】

(付記6) 静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御装置であって、
該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、
該制御信号生成部により得られた該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成する非線形性補償演算部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

【0093】

(付記7) 該非線形性補償演算部が、
該制御信号の電圧値を V_c 、当該電圧値の最大値を V_{cmax} 、該駆動信号の電圧値を V_d 、該傾斜角の最大値を θ_{max} としたときに、該制御信号の電圧値 V_c に対して、次式(C-4)で表される電圧近似演算による演算結果を該駆動信号の電圧値 V_d として記憶しておき、入力電圧値 V_c に対して該電圧値 V_d を出力する非線形性補償演算テーブルをそなえたことを特徴とする、付記6記載のティルトミラーの制御装置。

【0094】

【数 29】

$$V_d = \sqrt{\frac{\theta_{\max}}{V_{c\max}}} V_c / \alpha \left(\frac{\theta_{\max}}{V_{c\max}} V_c \right) \quad \cdots (C-4)$$

【0095】

(付記 8) 該非線形性補償演算部が、

同一構造を有する複数の該ティルトミラーの個々のバネ定数誤差を補償するゲイン情報を該ティルトミラー別に記憶するゲイン情報記憶部と、

該非線形性補償演算テーブルの出力ゲインを該ゲイン情報記憶部の該ゲイン情報に従って調整するゲイン調整部とをさらにそなえて構成されたことを特徴とする、付記 7 記載のティルトミラーの制御装置。

【0096】

(付記 9) 該制御信号生成部が、

該制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するデジタルフィルタをそなえたことを特徴とする、付記 6～8 のいずれか 1 項に記載のティルトミラーの制御装置。

(付記 10) 該ティルトミラーが、MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) によるミラーであることを特徴とする、付記 6～9 のいずれか 1 項に記載のティルトミラーの制御装置。

【0097】

(付記 11) 該 MEMS によるミラーが、該駆動信号を受ける電極構造として、櫛歯型の電極構造を有していることを特徴とする、付記 10 記載のティルトミラーの制御装置。

(付記 12) 静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御方法であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、

該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成することを

特徴とする、ティルトミラーの制御方法。

【0098】

【発明の効果】

以上詳述したように、本発明によれば、制御対象のティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を取り除いた制御信号に、デジタル的に平方根演算処理を加えることで、ティルトミラー回転角の制御信号（フィードフォワード制御）に対する非線形性を補償するので、高速で安定したミラー制御が可能である。特に、フィルタ及び平方根演算部をデジタル化しているので、目標傾斜角、ティルトミラーの駆動特性情報等の制御パラメータが容易に制御可能であり、小型化・安定制御が可能である。

【0099】

また、本発明によれば、静電引力で傾斜角が制御されるティルトミラーの制御信号について、静電容量のミラー傾斜角に対する非線形性を補償するテーブル演算処理（電圧近似演算）を施すことで、擬似的にティルトミラーの線形制御が可能となるので、ティルトミラーの残留振動を十分に抑制した、小規模で高速且つ安定な角度応答を実現するミラー制御が可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1実施形態としてのティルトミラーの制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】

第1実施形態に係るティルトミラーの動作原理を説明するための模式図である。

【図3】

第1実施形態において平方根演算処理を用いない場合の規格化駆動電圧と規格化トルクとを示す図である。

【図4】

第1実施形態に係るティルトミラー及びデジタルフィルタの利得周波数特性を示す図である。

【図 5】

本発明の第 2 実施形態に係るミラー静電容量の角度微分値とミラー回転角との関係を示す図である。

【図 6】

本発明の第 2 実施形態としてのティルトミラーの制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 7】

図 6 に示す非線形性補償演算テーブルの入力電圧（制御電圧）に対する出力電圧（駆動電圧）の関係（テーブル演算グラフ）を示す図である。

【図 8】

第 2 実施形態に係るティルトミラーの電極構造（櫛歯電極構造）を示す模式的斜視図である。

【図 9】

従来の光ティルトミラーとしての静電駆動型ティルトミラーの構成を示す模式的斜視図である。

【図 1 0】

従来の平方根演算装置の構成を示す回路図である。

【符号の説明】

- 1 角度入力部（パラメータ入力部）
- 2 ミラー駆動特性メモリ（パラメータ入力部）
- 3 電圧演算部
- 4 デジタルフィルタ
- 5 平方根演算部
- 5 A 非線形性補償演算テーブル
- 5 B ゲイン調整部
- 5 C 駆動電圧利得メモリ（ゲイン情報記憶部）
- 6 デジタル／アナログ変換器（D A C）
- 7 スイッチ
- 1 0 制御電圧演算部

2 0 駆動電圧演算部

3 0 駆動電圧印加部 (ドライバ)

1 0 1 トーションバー

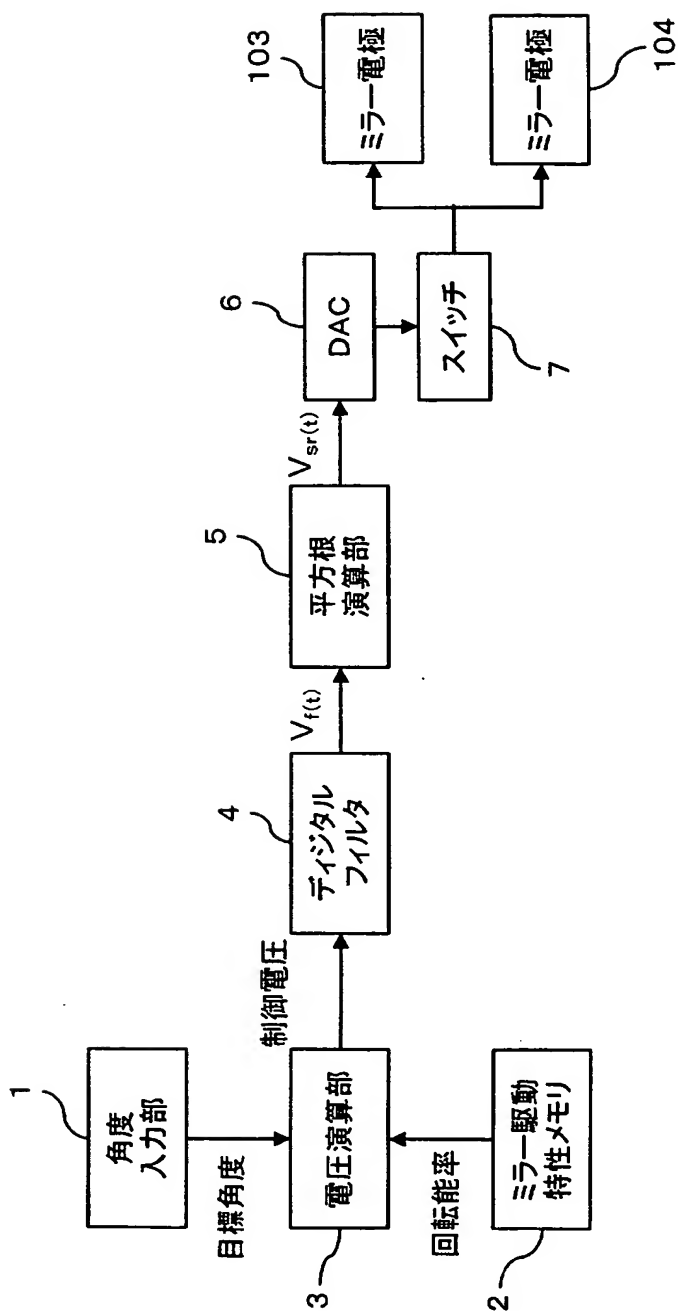
1 0 2 ティルトミラー

1 0 3, 1 0 4 電極

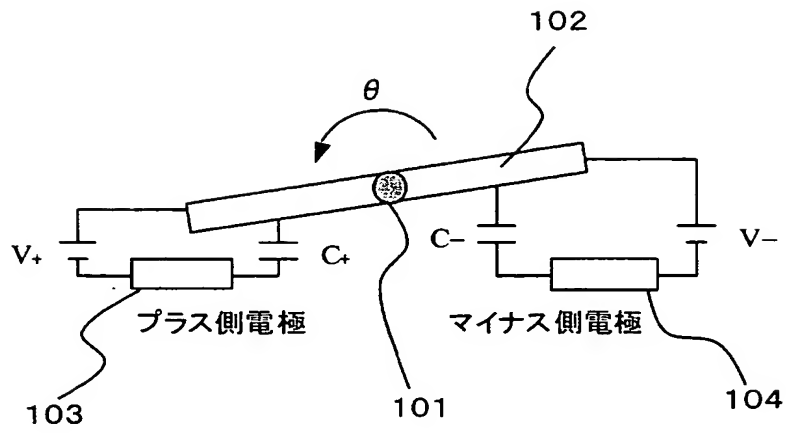
【書類名】

図面

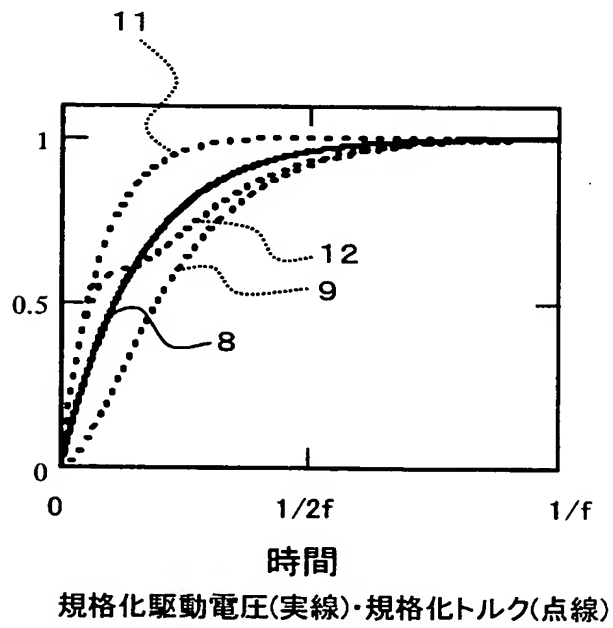
【図 1】



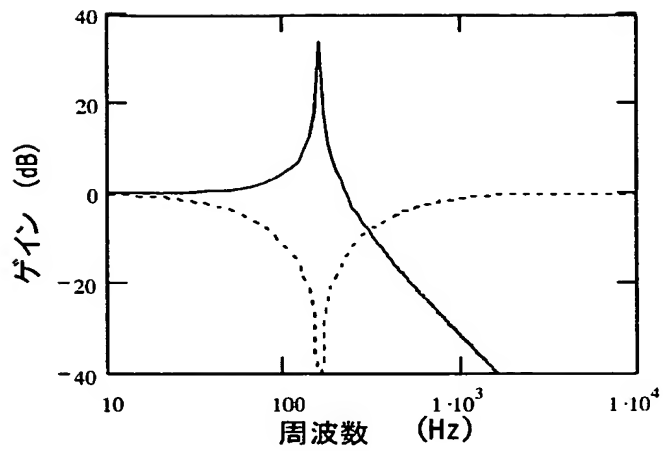
【図 2】



【図 3】

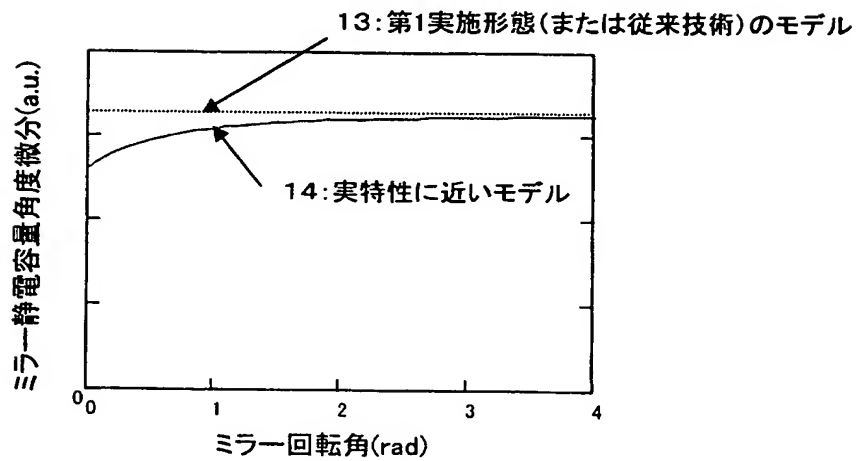


【図 4】

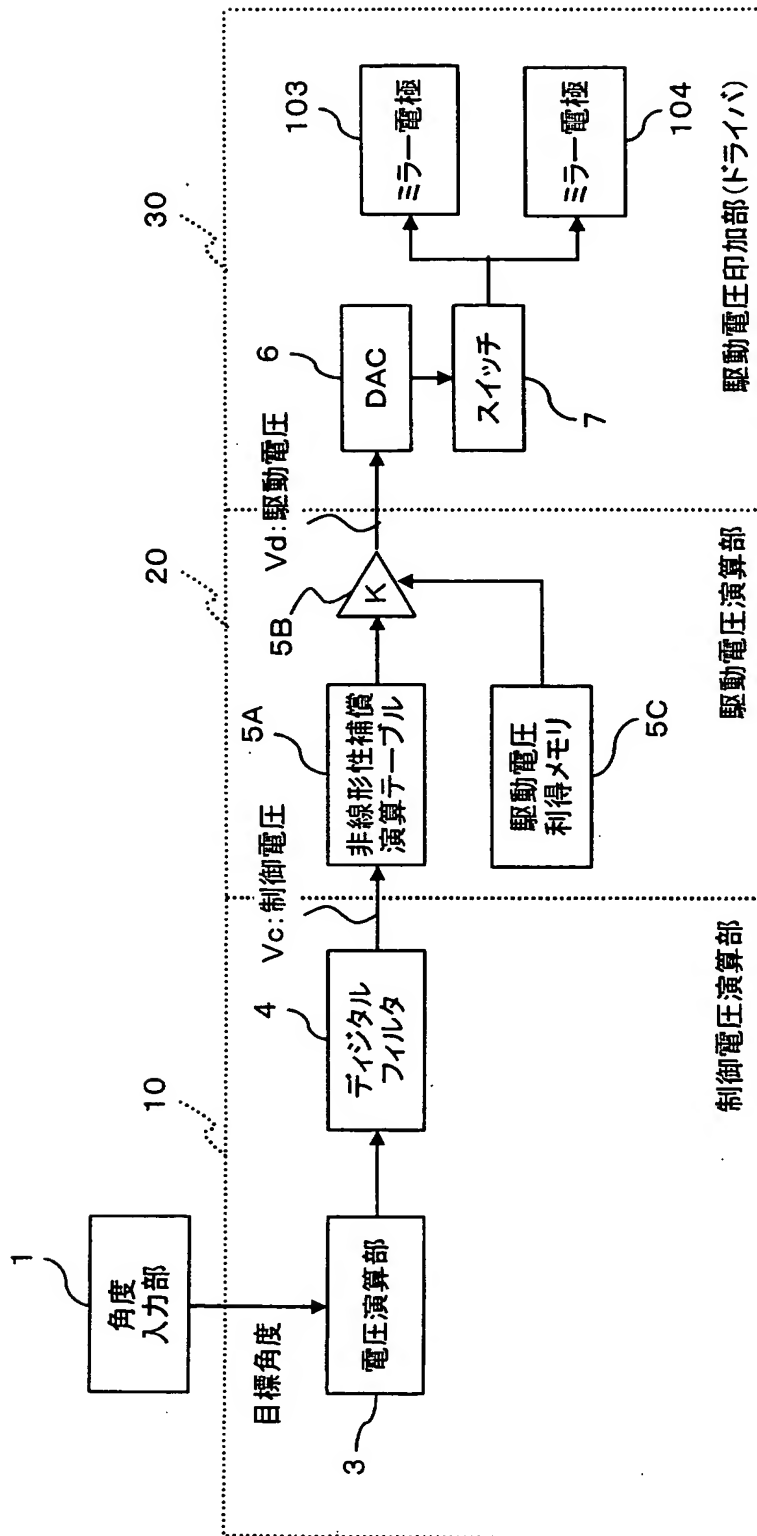


利得周波数特性(実線:ミラー,点線:フィルタ)

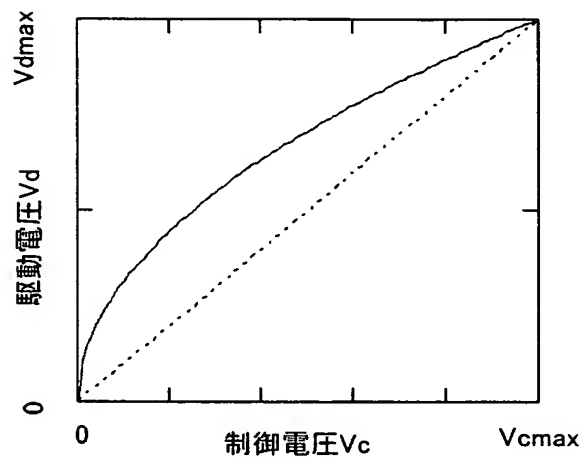
【図 5】



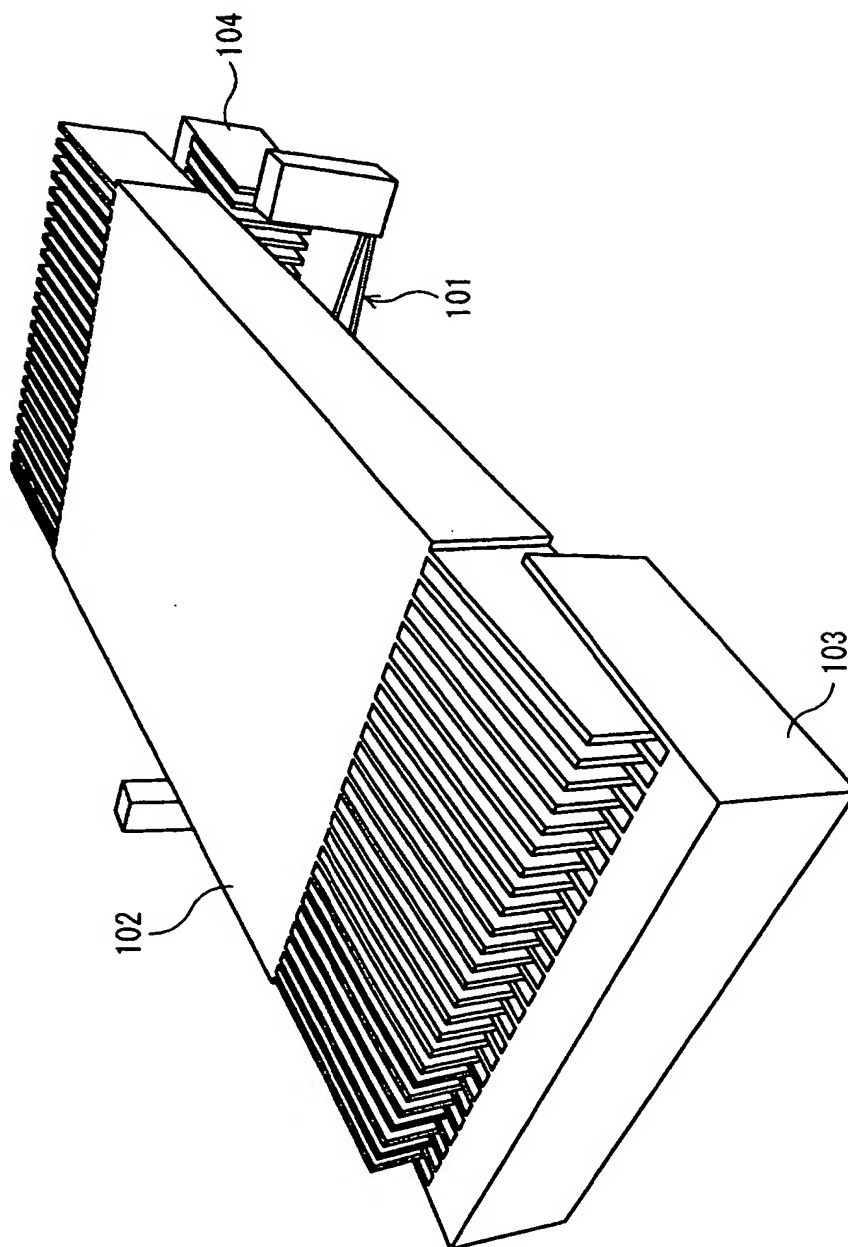
【図 6】



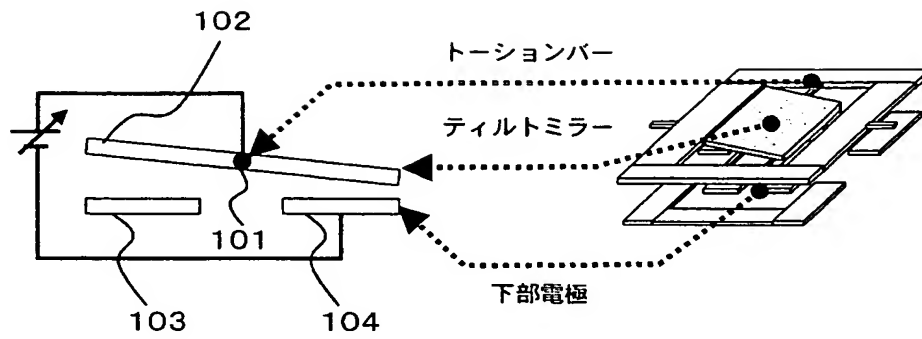
【図 7】



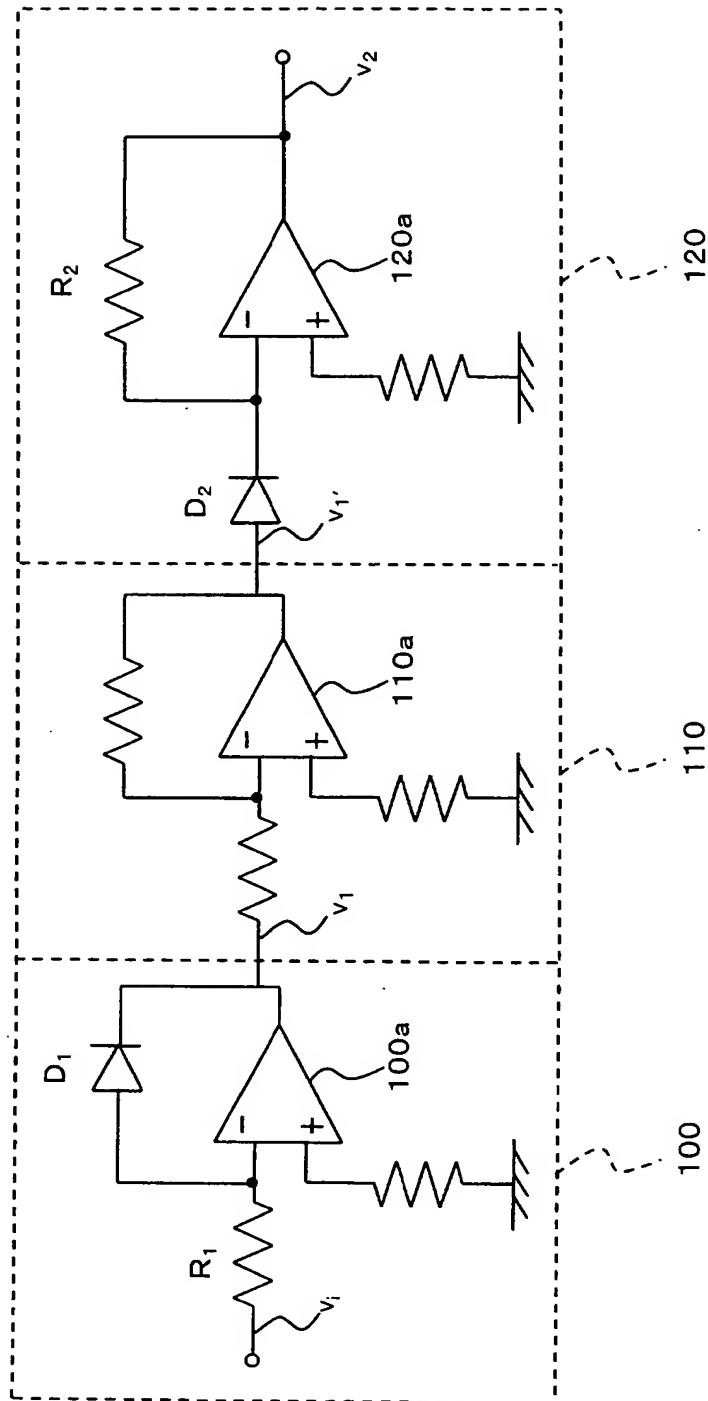
【図 8】



【図 9】



【図 10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ティルトミラーの傾斜角制御を、非線形性を補償しながら高速且つ高安定に行なえるようにする。

【解決手段】 ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいてティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部 1, 2, 3 と、この制御信号生成部 1, 2, 3 により生成された制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するデジタルフィルタ 4 と、このデジタルフィルタにより共振周波数成分を除去した制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって制御信号の非線形性を補償する平方根演算部 5 とをそなえるように構成する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 1 3 4 5 2 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 2 2 3]

1. 変更年月日

1 9 9 6 年 3 月 2 6 日

[変更理由]

住所変更

住 所

神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号

氏 名

富士通株式会社